

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-111371

(43)Date of publication of application : 28.04.1998

(51)Int.Cl.

G04G 1/00

G04C 10/00

H02M 3/07

H02M 7/06

(21)Application number : 08-263390

(71)Applicant : SEIKO EPSON CORP

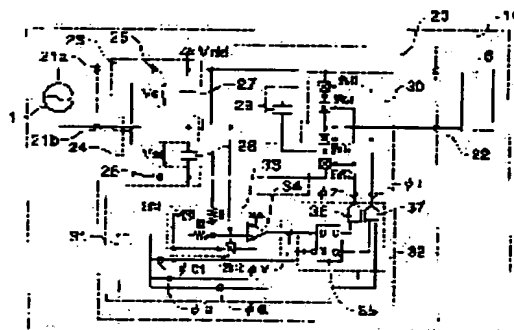
(22)Date of filing : 03.10.1996

(72)Inventor : TAKAHASHI OSAMU  
NAKAMIYA SHINJI**(54) POWER SUPPLY DEVICE, POWER GENERATION DEVICE, ELECTRONIC DEVICE, POWER SUPPLYING METHOD, AND CONTROLLING METHOD FOR POWER SUPPLYING DEVICE**

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To prevent forward voltage of rectifying diode from losing and generate high power in a power supplying device which rectifies and supplies alternating-current entered from a generator.

**SOLUTION:** Rectifying circuits 23, 24 rectify alternating-current components to half-wave and charge them into first and second capacitors 27, 28 respectively. A transferring capacitor 29 transfers power charged in the second capacitor 28 to first capacitor 27 connected to an output end 22. Because these devices rectify both alternating-current components in high efficient way, as half-wave rectification, that loss caused by forward voltage of the diode is small, more high power is outputted efficiently.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 18.03.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3525644

[Date of registration] 27.02.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-111371

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月28日

(51) IntCl<sup>4</sup>

識別記号

F I

G 0 4 G 1/00

3 1 0

G 0 4 G 1/00

3 1 0 X

G 0 4 C 10/00

D

H 0 2 M 3/07

H 0 2 M 3/07

7/06

7/06

Z

審査請求 未請求 請求項の数24 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号

特願平8-263390

(22) 出願日

平成8年(1996)10月3日

(71) 出願人 000002369

セイコーエプソン株式会社

東京都新宿区西新宿2丁目4番1号

(72) 発明者 高橋 理

長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内

(72) 発明者 中宮 信二

長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内

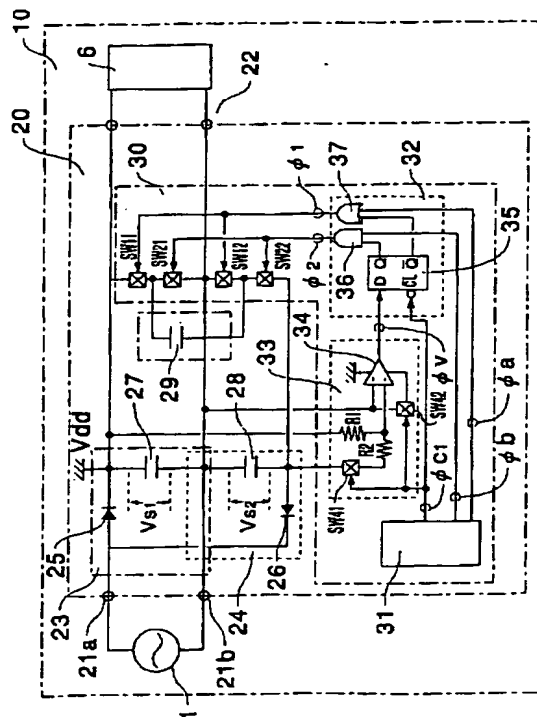
(74) 代理人 弁理士 鈴木 喜三郎 (外2名)

(54) 【発明の名称】 電力供給装置、発電装置、電子機器、電力供給方法および電力供給装置の制御方法

(57) 【要約】

【課題】 発電装置などから入力された交流電力を整流して供給する電力供給装置において、整流用のダイオードの順方向電圧の損失を防止でき、出力電力の大きな電力供給装置を提供する。

【解決手段】 整流回路23および24でそれぞれの交流成分を半波整流して第1および第2のコンデンサ27および28に充電する。そして、転送用コンデンサ29によって第2のコンデンサ28に充電された電力を、出力端22に接続された第1のコンデンサ27に転送する。これにより、交流の双方の成分を半波整流と同様にダイオードの順方向電圧による損失の少ない高い効率で整流することができ、さらに、全波整流と同様に双方の交流成分の電力を整流できるので、より大きな電力を効率良く出力することができる。



**【特許請求の範囲】**

【請求項 1】 交流電力が入力される入力端と、前記交流電力の第 1 の交流成分を半波整流して第 1 の蓄電手段に充電する第 1 の整流手段と、前記交流電力の第 2 の交流成分を半波整流して第 2 の蓄電手段に充電する第 2 の整流手段と、前記第 1 および第 2 の蓄電手段の少なくとも一方に接続された出力端とを有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 2】 請求項 1 において、前記出力端は前記第 1 の蓄電手段に接続されており、前記第 2 の蓄電手段から前記第 1 の蓄電手段に電荷を伝送する補助蓄電手段を有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 3】 請求項 2 において、前記第 2 の蓄電手段の充電電圧が前記第 1 の蓄電手段の充電電圧より高いときに前記補助蓄電手段の接続を切り替えることにより電力を伝送可能とする接続手段を有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 4】 請求項 2 において、前記第 1 の蓄電手段の容量が前記第 2 の蓄電手段の容量より大きいことを特徴とする電力供給装置。

【請求項 5】 請求項 1 において、前記出力端は前記第 1 の蓄電手段に接続されており、前記第 2 の蓄電手段の充電電圧が前記第 1 の蓄電手段の充電電圧より高くなったときに前記第 2 の蓄電手段を前記入力端から切り離して前記第 1 の蓄電手段と並列に接続する接続手段を有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 6】 請求項 5 において、前記第 1 の蓄電手段の容量が前記第 2 の蓄電手段の容量より大きいことを特徴とする電力供給装置。

【請求項 7】 請求項 1 において、前記第 1 および第 2 の蓄電手段の充電電圧の高い方に前記出力端を接続する接続手段を有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 8】 請求項 7 において、前記出力端と並列に接続された補助蓄電手段を有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 9】 請求項 7 において、前記接続手段と前記補助蓄電手段が抵抗成分を介して接続されていることを特徴とする電力供給装置。

【請求項 10】 請求項 3、5 または 7 のいずれかにおいて、前記接続手段は、前記第 1 の蓄電手段の第 1 の充電電圧と、前記第 1 および第 2 の蓄電手段が直列に接続された合成電圧を抵抗分割して得られた第 2 の充電電圧とを比較する比較手段を備えていることを特徴とする電力供給装置。

【請求項 11】 請求項 10 において、前記第 2 の充電電圧は、前記合成電圧を不均等に分割して得られた電圧であることを特徴とする電力供給装置。

【請求項 12】 請求項 1 において、前記第 1 および第 2 の蓄電手段の少なくともいずれかに前記出力端を並列

に接続する第 1 のモードと、前記第 1 および第 2 の蓄電手段を前記出力端に対し直列に接続する第 2 のモードとを備えた接続手段を有することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 13】 請求項 12 において、前記接続手段は、前記入力端の電圧が所定の値より低いときに前記第 2 のモードを選択することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 14】 請求項 12 において、前記接続手段は、前記出力端の電圧が所定の値より高いときに前記第 2 のモードを選択することを特徴とする電力供給装置。

【請求項 15】 請求項 1 に記載の電力供給装置と、前記入力端に前記交流電力を供給可能な発電手段とを有することを特徴とする発電装置。

【請求項 16】 請求項 1 に記載の電力供給装置と、前記入力端に前記交流電力を供給可能な発電手段と、前記出力端からの直流電力によって動作する処理装置とを有することを特徴とする電子機器。

【請求項 17】 交流電力の第 1 の交流成分を半波整流して第 1 の蓄電手段に充電し、前記交流電力の第 2 の交流成分を半波整流して第 2 の蓄電手段に充電し、前記第 1 および第 2 の蓄電手段に蓄積された電力を出力することを特徴とする電力供給方法。

【請求項 18】 請求項 17 において、前記第 2 の蓄電手段から前記第 1 の蓄電手段に補助蓄電手段で電荷を伝送し、前記第 1 の蓄電手段から電力を出力することを特徴とする電力供給方法。

【請求項 19】 請求項 18 において、前記第 2 の蓄電手段の充電電圧が前記第 1 の蓄電手段の充電電圧より高いときに前記補助蓄電手段の接続を切り替えて電力を伝送することを特徴とする電力供給方法。

【請求項 20】 請求項 17 において、前記第 2 の蓄電手段の充電電圧が前記第 1 の蓄電手段の充電電圧より高くなったときに前記第 2 の蓄電手段を前記交流電力から切り離して前記第 1 の蓄電手段と並列に接続し、前記第 1 の蓄電手段から電力を出力することを特徴とする電力供給方法。

【請求項 21】 請求項 17 において、前記第 1 および第 2 の蓄電手段の充電電圧の高い方から電力を出力することを特徴とする電力供給方法。

【請求項 22】 入力された交流電力の第 1 の交流成分を半波整流して第 1 の蓄電手段に充電し、第 2 の交流成分を半波整流して第 2 の蓄電手段に充電し、前記第 1 および第 2 の蓄電手段に蓄えられた電力を出力端に供給する電力供給装置の制御方法であって、次のステップを有することを特徴とする電力供給装置の制御方法。

1. 前記第 1 および第 2 の蓄電手段の少なくともいずれかに前記出力端を並列に接続する第 1 のステップ。
2. 前記第 1 および第 2 の蓄電手段を前記出力端に直列に接続する第 2 のステップ。

【請求項 23】 請求項 22 において、前記入力端の電

圧が所定の値より低いときに前記第2のステップを選択することを特徴とする電力供給装置の制御方法。

【請求項24】 請求項22において、前記出力端の電圧が所定の値より高いときに前記第2のステップを選択することを特徴とする電力供給装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、回転軸によって電磁発電機を回転駆動して発電したり、圧電素子を振動させて発電を行うなどの交流発電装置の出力を用いて計時装置などの処理装置を稼働できる電子機器、発電装置および電力供給装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】腕時計装置のような小型で携帯に適した電子機器において、発電装置を内蔵することによって電池の交換をなくし、あるいは電池自体を無くすることができる携帯型の電子機器が考案され、実用化されている。図13に、その一例として発電装置1を内蔵した腕時計装置10の概略構成を示してある。この携帯型電子機器（腕時計装置）10においては、腕時計装置のケース内で回転運動を行う回転軸13と、回転軸13の回転運動を電磁発電機に伝達する軸列機構18と、電磁発電機12を構成するロータ14およびステータ15を備えており、2極磁化されたディスク状のロータ14が回転するとステータ15の出力用コイル19に起電力が発生し、交流出力が取り出せるようになっている。さらに、この携帯型電子機器10は、発電装置1から出力された交流を整流し、その電力を大容量コンデンサ5に蓄える電力供給装置20と、この電力供給装置20からの電力によって動作する処理装置6を備えている。従って、電池がなくても処理装置6を継続して動作させることができ、何時でも何処でも処理装置を使え、さらに、電池の廃棄などに伴う問題も除くことができる電子機器である。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】この電池機器の発電装置1から供給される電力は交流電力であるので、大容量コンデンサ5に充電し、また、ICなどを備えた処理装置6の作動電力とするためには整流して直流電力に変換する必要がある。このため、電力供給装置20は概略のダイオード3をブリッジに接続した全波整流を行う整流回路2を備えている。これらのダイオード3としてシリコンダイオードが用いられていると、図14に示すように順方向の電流Ifに対して0.5～0.6V程度の順方向電圧Vfが発生する。このため、発電装置1から供給された電力W1を整流回路2によって整流して得られる出力電力W2は、整流回路2を構成するダイオードの順方向電圧Vfの損失を考慮すると次のようになる。

【0004】

$$W2 = \eta_c \times W1 \quad \dots (1)$$

$$\eta_c = V2 / (V2 + 2 \times Vf) \quad \dots (2)$$

ここで $\eta_c$ は充電時の整流効率、V2は出力電圧であり、図13に示した回路においては大容量コンデンサ5の充電電圧に対応する。

【0005】処理装置6の作動電圧は、ICなどの低電圧駆動化が進んでいるため、例えば、0.9～1.0V程度でスタートさせることが可能である。従って、大容量コンデンサ5の電圧は1.5～2V程度に選択されており、これに対し0.5～0.6V程度の順方向電圧Vfを考慮すると整流効率 $\eta_c$ は、0.6あるいはそれ以下の値になってしまう。従って、整流効率 $\eta_c$ を向上するためには順方向電圧Vfを低減することが望ましい。

【0006】これに対し、半波整流であれば1つのダイオードで整流回路を構成できる。従って、順方向電圧Vfによる損失は小さくなり、上記と同程度の順方向電圧Vfを備えたダイオードを用いた場合は0.7あるいはそれ以上の整流効率 $\eta_c$ を得ることができる。しかしながら、半波整流の場合は、交流電力の2成分のうち、一方の成分しか直流電力として得ることができない。このため、電力供給装置から出力できる電力は減少してしまう。従って、電力供給装置から出力できる電力が減少してしまう。

【0007】そこで、本発明においては、整流効率が高く、さらに、大きな出力電力も得られる電力供給装置を提供することを目的としている。また、入力端に供給された電力を高い効率で整流して出力端に提供できるモードに加え、出力端に接続された処理装置の稼働可能な電圧に合わせて昇圧整流できるモードも備えた電力供給装置およびその制御方法を提供することも目的としている。さらに、出力端の電圧が上昇した場合でも、より大きな電力を出力できるモードを選択できる電力供給装置およびその制御方法を提供することを目的としている。さらに、本発明の電力供給装置を用いて発電機からの電力を効率良く出力できる発電装置を提供することを目的としている。特に、携帯型などの小型で安定した出力が得られない発電機からの電力を効率良く整流し、安定した電力として出力できる電力供給装置および発電装置を提供することを目的としている。そして、このような高効率の発電装置を処理装置と共に搭載することにより、電池の交換なく、いつでも何処でも使用できる携帯に適した電子機器を提供することを目的としている。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明においては、半波整流を行ってその電力を蓄電する手段を2つ設け、交流電力の2つの交流成分のそれぞれを半波整流し、それらを合成することによってダイオードの順方向電圧による損失を低減し、さらに、全波整流より効率良く電力を出力できるようにしている。すなわち、本発明の電力供給装置は、交流電力が入力される入力端と、交流電力の第1の交流成分を半波整流して第1の蓄電手段に充電する第1の整流手段と、交流電力の第2の交流成分を半波整

流して第2の蓄電手段に充電する第2の整流手段と、第1および第2の蓄電手段の少なくとも一方に接続された出力端とを有することを特徴としている。本発明の電力供給装置においては、交流電力の第1の交流成分を半波整流して第1の蓄電手段に充電し、第2の交流成分を半波整流して第2の蓄電手段に充電し、第1および第2の蓄電手段に蓄積された電力を出力することができる。第1および第2の蓄電手段のそれぞれには1つのダイオードを過して半波整流された電力が充電されるので、ダイオードの順方向電圧による損失は全波整流のほぼ半分程度に低減される。また、第1および第2の蓄電手段に交流電力の第1および第2の交流成分のそれぞれが半波整流されて充電されるので、第1および第2の蓄電手段に蓄積された電力を出力することにより、交流電力の双方の成分を整流して出力することができ、全波整流より大きな電力を効率良く出力することができる。

【0009】交流電力の周波数に合わせてスイッチングを行い、それぞれの交流成分を半波整流して1つの蓄電手段に充電することも可能である。しかしながら、ユーザーの動きや自然界の運動エネルギーなどによって発電を行う発電装置では、周波数が一定にならないのでスイッチング制御が困難である。また、周波数が高いとスイッチングによる損失も大きくなる。これに対し、本発明の電力供給装置および電力供給方法においては、それぞれの交流成分を第1および第2の蓄電手段に充電するようにしているので、交流の周波数に合わせたスイッチング操作を行わずに双方の交流成分を半波整流して蓄電手段に蓄えることができる。従って、周波数に伴った制御は不要であり、電力供給装置を簡易な構成で安価に小型化できる。また、スイッチングによる損失が少ないので効率良く交流電力を蓄電手段に充電することができる。

【0010】第1および第2の蓄電手段にそれぞれ充電された電力を出力端から供給するには、適当なタイミングで一方の蓄電手段、例えば第2の蓄電手段の電力を第1の蓄電手段に転送し、第1の蓄電手段にいったん充電した後に出力端から出力する方法や、第1および第2の蓄電手段に対し適当なタイミングで出力端を接続し、それぞれの蓄電手段に充電された電力を出力する方法がある。第2の蓄電手段の電力を第1の蓄電手段に転送するには、出力端と接続された第1の蓄電手段に対し第2の蓄電手段から電荷を転送する補助蓄電手段を用いることができる。第1の蓄電手段からの電荷の流出を防止するためには、第2の蓄電手段の充電電圧が第1の蓄電手段の充電電圧より高いときに補助蓄電手段の接続を切り替えることにより電力を転送可能とする接続手段を用いることが望ましい。この電力供給装置においては、第1の蓄電手段が主な蓄電手段になるので、第1の蓄電手段の容量を第2の蓄電手段の容量より大きくしておくことが望ましい。

【0011】また、出力端に接続された第1の蓄電手段

に対し、第2の蓄電手段の充電電圧が第1の蓄電手段の充電電圧より高くなったときに第2の蓄電手段を入力端から切り離して第1の蓄電手段と並列に接続する接続手段を設けることにより、第2の蓄電手段の電力を第1の蓄電手段に転送することができる。この場合も、第1の蓄電手段が主な蓄電手段となるので、第1の蓄電手段の容量を第2の蓄電手段の容量より大きくしておくことが望ましい。

【0012】さらに、第1および第2の蓄電手段の充電電圧の高い方から電力を出力するには、第1および第2の蓄電手段の充電電圧の高い方に出力端を接続する接続手段を設けておくことが望ましい。また、第1および第2の蓄電手段に接続を切り替える際の電力変動を防止するためには、出力端と並列に接続された補助蓄電手段を設け、さらに、接続手段と補助蓄電手段を抵抗成分を介して接続しておくことが望ましい。

【0013】これら第1および第2の蓄電手段は、第1および第2の整流手段によって充電されている状態では、相互に直列に接続された状態となる。従って、各々の蓄電手段の充電電圧を計測することが難しい。そこで、本発明においては、接続手段に、第1の蓄電手段の第1の充電電圧と、第1および第2の蓄電手段が直列に接続された合成電圧を抵抗分割して得られた第2の充電電圧とを比較する比較手段を設けることにより、第1および第2の充電電圧を比較するのと等価の結果が得られるようにしている。均等な2つの抵抗を用いて合成電圧を分割すれば、第1および第2の充電電圧を直に比較するのと等しい結果が得られ、また、不均等に抵抗分割することにより、バイアスを設けた比較結果が得られる。第2の蓄電手段から第1の蓄電手段に電荷を転送する場合は、バイアスを設けた方が電荷の転送効率が高く、また、転送頻度を低減できる。また、第1および第2の蓄電手段に対し出力端を切り替えて接続する場合も、バイアスを設けた方が接続の切替頻度を低減できる。

【0014】さらに、本発明の電力供給装置は、第1および第2の蓄電手段を備えているので、第1および第2の蓄電手段の少なくともいずれかに出力端を並列に接続する第1のモード、いわゆるW（ダブル）半波整流モードと、第1および第2の蓄電手段を出力端に対し直列に接続する第2のモード、いわゆる昇圧整流モードとを実現可能な接続手段を設けることが可能である。この接続手段によって、入力端の電圧（入力電圧）が所定の値より低いときに第2のモードを選択して、処理装置を稼働できる高い電圧の出力を得ることができる。また、出力端の電圧（出力電圧）が所定の値を超えて昇圧整流の方が電力を出力できる場合は、第2のモードを選択するようにすることができる。

【0015】このような電力供給装置の制御は、次のようなステップを備えた制御方法によって実現可能であり、マイコンなどを用いて電力供給回路の制御を行う場

合は次のステップを備えたソフトウェアを格納したROMなどのコンピュータに読み取り可能な媒体によって提供することができる。

【0016】1. 第1および第2の蓄電手段の少なくともいずれかに出力端を並列に接続する第1のステップ。

【0017】2. 第1および第2の蓄電手段を出力端に直列に接続する第2のステップ。

【0018】そして、入力端の電圧が所定の値より低いときに第2のステップを選択することにより入力端の電圧が小さなきでも昇圧することにより処理装置を早く起動することができる。また、出力端の電圧が所定の値より高いときに第2のステップを選択することにより、出力端に接続された充電装置の電圧が高くなったときでも大きな電力を供給することができる。

【0019】本発明の電力供給装置の入力端に、回転型や振動型などの交流電力を供給可能な発電手段を接続することにより、整流効率が高く、出力電力の大きな発電装置を提供することができる。従って、本発明の電力供給装置を採用することにより、その出力端に接続された処理装置に対し効率良く安定した電力を供給することができる。このため、処理装置と共に本発明の発電装置を搭載することにより、何時でも何処でも計時装置などの処理装置の機能を発揮させられる携帯に適した電子機器を提供できる。

【0020】

【発明の実施の形態】

〔第1の実施の形態〕以下に図面を参照して本発明をさらに詳しく説明する。図1に本発明に係る発電装置を備えた腕時計装置などの電子機器の概要を示してある。本例の電子機器10は、発電装置1と、この発電装置1から入力された交流電力を整流して計時処理などの処理装置6に供給する電力供給装置20を備えている。処理装置6は、時計部を駆動したりアラーム処理を行うなどの計時処理の他にラジオ、ページャあるいはパソコンなどの機能を備えているものであってももちろん良い。また、発電装置1は、先に図13に基づき説明したような回転型の電磁発電機を備えた発電装置や、圧電素子を振動して発電を行う発電装置などの交流電力を供給可能な装置を接続することができる。これらの発電装置1、電力供給装置20および処理装置6などは平面的に重なる様に配置されており、電子機器全体の小型化が図られている。

【0021】本例の電力供給装置20は、入力端21に入力された発電装置1からの交流電力を整流して出力端22から処理装置6に供給するために、第1および第2の整流回路23および24を備えている。それぞれの整流回路23および24は、半波整流を行うダイオード25および26と、このダイオード25および26で整流された電力を蓄積する第1および第2のコンデンサ27

および28を備えている。第1の整流回路23のダイオード25は、接地された電位V<sub>dd</sub>の側の入力端子21aから第1のコンデンサ27を介して他方の端子21bに向かって電流の流れる方向が順方向となるように接続されている。従って、第1のコンデンサ27には、電圧V<sub>dd</sub>よりマイナス側の第1の交流成分が半波整流され、充電される。一方、第2の整流回路24のダイオード26は、反対側の端子21bから第2のコンデンサ28を介して接地側の端子21aに電流が流れる方向が順方向となっており、第2のコンデンサ28には、電圧V<sub>dd</sub>よりプラス側の第2の交流成分が半波整流され充電される。本例の電力供給装置20においては、第1および第2の整流回路23および24のダイオード25および26が接地電位V<sub>dd</sub>の側の入力端子21aに接続されている。このため、それぞれの整流回路23および24の第1および第2のコンデンサ27および28においては、第1のコンデンサ27のマイナス極側と、第2のコンデンサのプラス極側が入力端子21bの側に共に接続される。もちろん、ダイオード25および26の接続位置は本例に限定されることはなく、ダイオード25および26を入力端子21bの側に接続しても良く、あるいは、ダイオード25および26をそれぞれの別の入力端子21aあるいは21bの側に接続しても良い。

【0022】本例の電力供給装置20は、上記のような第1および第2の整流回路23および24を備えているので、交流電力の第1および第2の交流成分がダイオード25あるいは26によってそれぞれ整流され、コンデンサ27および28に充電される。従って、各々のコンデンサ27および28に充電される電力は1つのダイオード25あるいは26によって整流された電力なので、ダイオード25あるいは26による順方向電圧V<sub>f</sub>の損失は図13に示した全波整流のほぼ半分に低減でき、整流効率 $\eta_c$ を向上できる。さらに、通常の半波整流では第1あるいは第2の交流成分の一方の電力のみが出力されるのに対し、本例の電力供給回路20はコンデンサ27および28に第1および第2の交流成分が整流された電力を蓄積することができる。従って、本例の電力供給装置20は、これらのコンデンサ27および28の電力を出力端22から出力することにより、第1および第2の交流成分の双方の電力を処理装置6に供給することが可能であり、全波整流より大きな電力を効率良く供給することができる。なお、本例の腕時計装置10は、高電圧側V<sub>dd</sub>が接地されて基準電圧となっている。このため、以下においては、出力電圧として低電圧側を参照し、電圧値は簡単のため全て絶対値で示すこととする。

【0023】本例の電力供給装置20は、第1のコンデンサ27と並列に出力端22を接続し、第2のコンデンサ28に充電された電力を第1のコンデンサ27に転送することにより、第1および第2のコンデンサ27および28に充電された電力を出力できるようにしている。

このため、本例の電力供給装置20は、第2のコンデンサ28から第1のコンデンサ27に電力を転送する転送用コンデンサ29と、この転送コンデンサ29の接続切り替えを行う接続回路30を備えている。接続回路30は、転送コンデンサ29の接続を切り替えるためのスイッチSW11、SW12、SW21およびSW22と、予め設定された周期で複数のパルス信号 $\phi c1$ 、 $\phi a$ および $\phi b$ を出力する制御回路31と、これらのパルス信号によってスイッチSW11～SW22を制御する制御信号 $\phi 1$ および $\phi 2$ を生成する接続切替回路32と、第1および第2のコンデンサ27および28の充電電圧 $Vs1$ および $Vs2$ を比較する比較回路33を備えている。

【0024】本例の比較回路33は、第1のコンデンサ27の充電電圧 $Vs1$ と、第2のコンデンサ28の充電電圧 $Vs2$ を比較するコンパレータ34を備えており、その出力信号 $\phi v$ が接続切替回路32の制御信号として供給されるようになっている。このコンパレータ34の反転入力には充電電圧 $Vs1$ が入力され、非反転入力に第1および第2のコンデンサ27および28の両端の電圧を抵抗 $R1$ および $R2$ によって分割した電圧が入力されている。上述したように、本例の電力供給装置20においては、第1および第2のコンデンサ27および28が直列な状態で接続されており、第2のコンデンサ28の充電電圧 $Vs2$ を直に計測するためには複雑な回路が必要となる。そこで、本例においては、充電電圧 $Vs1$ および $Vs2$ の平均電圧を充電電圧 $Vs1$ と比較することにより、充電電圧 $Vs2$ および $Vs1$ を直に比較したのと同じ結果が得られるようにしている。また、この方法によると、充電電圧 $Vs1$ および $Vs2$ の和を抵抗分割する抵抗 $R1$ および $R2$ の値に差を設けることにより、充電電圧 $Vs1$ および $Vs2$ を比較する際に適当なバイアスを設定することが可能である。従って、充電電圧 $Vs2$ が充電電圧 $Vs1$ より適当に高くなった後に転送コンデンサ29の切替動作を開始することにより、転送コンデンサ29から電荷が効率良く第1のコンデンサ27に転送できるようにすることができる。

【0025】本例の比較回路33は、さらに、コンデンサ27および28の両端に電圧をサンプリングする回路をオンオフできるスイッチSW41と、第1のコンデンサ27の出力電圧をコンパレータ34の作動電源として供給する回路をオンオフできるスイッチSW42を備えている。これらのスイッチSW41およびSW42は、定期的に短時間、高レベルとなるサンプリング信号 $\phi c1$ によってオンされるようになっており、比較回路33で消費される電力を必要最小限にできるようにしている。

【0026】本例の接続切替回路32は、比較回路33のコンパレータ出力 $\phi v$ およびパルス信号 $\phi a$ および $\phi b$ から、転送コンデンサ29を第1のコンデンサ27の

側に接続するためのスイッチSW11およびSW12を制御する制御信号 $\phi 1$ と、転送コンデンサ29を第2のコンデンサ28の側に接続するためのスイッチSW21およびSW22を制御する制御信号 $\phi 2$ が生成される。本例の接続切替回路32は、Dタイプフリップフロップ(D-FF)35と、この非反転出力Qによってパルス信号 $\phi b$ を制御信号 $\phi 2$ として出力するアンドゲート36と、反転出力Q(バー)あるいはパルス信号 $\phi a$ を制御信号 $\phi 1$ として出力するオアゲート37を備えている。D-FF35のデータ入力Dにはコンパレータ出力 $\phi v$ が入力されており、クロック入力CLにはサンプリング信号 $\phi c1$ が入力されている。コンパレータ出力 $\phi v$ は、第2のコンデンサ28の充電電圧 $Vs2$ が第1のコンデンサ27の充電電圧 $Vs1$ より大きくなると高レベルになる。従って、サンプリング時に充電電圧 $Vs2$ が充電電圧 $Vs1$ より大きくなると、アンドゲート36がオンしパルス信号 $\phi b$ が制御信号 $\phi 2$ として供給される。これと共に、オアゲート37に入力されている反転出力Q(バー)が低レベルとなるので高レベルに維持されていた制御信号 $\phi 1$ がパルス信号 $\phi a$ によって制御される。

【0027】本例の電力供給回路20の動作を図2に示したフローチャートおよび図3に示したタイミングチャートに基づき説明する。本例の電力供給回路20においては、図2のフローチャートに示すように、ステップST1において、比較回路33によって第1のコンデンサ27の充電電圧 $Vs1$ および第2のコンデンサ28の充電電圧 $Vs2$ とが比較され、充電電圧 $Vs2$ が充電電圧 $Vs1$ より高くなると、ステップST2において転送コンデンサ29を用いて第2のコンデンサ28の電力が第1のコンデンサ27に転送される。一方、充電電圧 $Vs2$ が充電電圧 $Vs1$ に達しない場合は、ステップST3において転送は行われず、第1および第2のコンデンサ27および28は、それぞれの整流回路23および24によって充電される。ステップST1において充電電圧 $Vs2$ および $Vs1$ の比較する際は、上述したように、バイアスを設けて、効率良く転送ができる程度まで充電電圧 $Vs2$ が上昇した後に転送を行うようにしても良い。

【0028】このように、本例の電力供給装置20においては、第1のコンデンサ27が出力端22に接続されており、このコンデンサ27に第2のコンデンサ28の電力を転送するようにしている。従って、第1および第2のコンデンサ27および28に容量の等しいコンデンサを採用する必要はなく、第1のコンデンサ27はメインコンデンサとして容量の大きなものを採用し、第2のコンデンサ28は、サブコンデンサとして容量の小さなものを採用することができる。第2のコンデンサ28の容量が小さければ充電電圧 $Vs2$ は上昇しやすく、効率良く電力を転送することができる。また、第1のコンデンサ27の容量が大きければ、転送用コンデンサ29が



接続されても充電電圧 $V_{s1}$ の変動は少なく、出力端22に安定した電圧を供給できる。また、転送用コンデンサ29の電圧に対して充電電圧 $V_{s1}$ が上昇しないので転送効率も高く保てる。

【0029】このような制御を実現するために、本例の電力供給装置20においては、図3のタイミングチャートに示したような制御信号が用意されている。パルス信号 $\phi a$ および $\phi b$ は、いずれか一方がオフの間に他方がオンになる転送コンデンサの接続切り替え用のパルス信号であり、同時にオンすることがないようになっている。パルス信号 $\phi c1$ は、サンプリング用の信号であり、定期的に高レベルになる。メインコンデンサである第1のコンデンサ27に多少の電力が残った状態で時刻 $t1$ に発電装置1が発電を開始すると、第1および第2の整流回路23および24によってそれぞれの交流成分が整流してコンデンサ27および28に充電される。第2のコンデンサ28の容量は第1のコンデンサ27に対して小さくしてあるので充電電圧 $V_{s2}$ の方が急激に上昇する。

【0030】時刻 $t2$ にサンプリング信号 $\phi c1$ がオンになったときは、充電電圧 $V_{s2}$ が $V_{s1}$ に達していないので、比較回路33のコンパレータ出力 $\phi v$ は低レベルに保持されたままとなる。従って、接続切替回路32においては、アンドゲート36はオフ状態であり制御信号 $\phi 2$ は低レベルである。一方、オアゲート37から高レベルの制御信号 $\phi 1$ が出力される。従って、転送用コンデンサ29は、第1のコンデンサ27の側に接続された状態で保持され、第2のコンデンサ28からの電力の転送は行われない。もちろん、制御信号 $\phi 1$ および $\phi 2$ を反転させ、転送用コンデンサ29を第2のコンデンサ28の側に接続したまま保持しても良い。

【0031】時刻 $t3$ に次のサンプリング信号 $\phi c1$ が供給され、このときに充電電圧 $V_{s2}$ が $V_{s1}$ を超えていると、コンパレータ出力 $\phi v$ は高レベルとなる。従って、D-FF35はクロック入力 $CL$ に入力されているサンプリング信号 $\phi c1$ によってコンパレータ出力 $\phi v$ をラッチし、時刻 $t4$ に非反転出力 $Q$ が高レベルとなり反転出力 $\bar{Q}$ （バー）が低レベルとなる。これによってオアゲート37からはパルス信号 $\phi a$ が制御信号 $\phi 1$ として出力され、制御信号 $\phi 1$ は低レベルになる。このため、スイッチ $SW11$ および $SW12$ はオフとなり、転送用コンデンサ29は、第1のコンデンサ27から切り離される。一方、アンドゲートも時刻 $t4$ にオープンし、時刻 $t5$ にパルス信号 $\phi b$ が現れて制御信号 $\phi 2$ が高レベルになる。従って、スイッチ $SW21$ および $SW22$ はオンとなり、転送用コンデンサ29が第2のコンデンサ28に接続される。第2のコンデンサ28の充電電圧 $V_{s2}$ は転送用コンデンサ29の電圧 $V_{s1}$ より高いので第2のコンデンサ28によって転送用コンデンサ29が充電される。時刻 $t6$ にパルス信号 $\phi b$ が低レベ

ルになると制御信号 $\phi 2$ も低レベルになりスイッチ $SW21$ および $SW22$ がオフとなる。従って、転送用コンデンサ29は第2のコンデンサ28からきりはなされる。さらに、時刻 $t7$ にパルス信号 $\phi a$ が高レベルになるので、これによって制御信号 $\phi 1$ が高レベルになる。従って、スイッチ $SW11$ および $SW12$ がオンし、転送用コンデンサ29が第1のコンデンサ27の側に接続される。転送用コンデンサ29は、第2のコンデンサ28によって電圧 $V_{s2}$ まで充電されているので、第1のコンデンサ27の側に接続されることによって転送用コンデンサ29の電荷が第1のコンデンサ27に転送される。このような操作を繰り返すことにより、第2のコンデンサ28の電荷を第1のコンデンサ27に転送することができる。

【0032】時刻 $t8$ に次のサンプリング信号 $\phi c1$ が出力される。この段階でも充電電圧 $V_{s2}$ が $V_{s1}$ より高いのでコンパレータ出力 $\phi v$ は高レベルとなり、D-FF35にラッチされる。出力信号 $\phi v$ は高レベルであるのでD-FF35の出力は変化しない。従って、転送用コンデンサ29を用いた電力の転送が引き続き行われる。時刻 $t9$ のサンプリング信号 $\phi c1$ によって充電電圧 $V_{s1}$ および $V_{s2}$ がサンプリングされたときに充電電圧 $V_{s2}$ が充電電圧 $V_{s1}$ を下回っていると、コンパレータ出力 $\phi v$ は低レベルとなる。従って、D-FF35はサンプリング信号 $\phi c1$ によってこれをラッチし、時刻 $t10$ に出力が反転する。これによって、アンドゲート36は閉じ、オアゲート37からは高レベルの信号が出力される。従って、転送用コンデンサ29は、第1のコンデンサ28の側に接続された状態に保持され、電力の転送は終了する。

【0033】このように、本例の電力供給装置20においては、2つの交流成分の双方が半波整流され、その電力がそれぞれ別のコンデンサ27および28に充電される。従って、整流用のダイオードの順方向電圧の損失は全波整流のほぼ半分まで低減することができる。また、整流用のダイオードの順方向電圧を低減できるので、順方向電圧が多少高くとも逆リーク電流が小さく漏れ損失を抑えることができるシリコンダイオードを整流素子として採用することができ、この点でも損失の少ない電力供給装置20を提供できる。

【0034】また、交流成分の双方がそれぞれ別のコンデンサ27および28に充電されるようになっているので、交流成分によってスイッチを切り替える必要はなく、スイッチング操作なしでそれぞれの交流成分をコンデンサに蓄積することができる。さらに、本例の電力供給装置20は、交流電力の周波数変動してもその電力をコンデンサ27および28に充電することができる。このため、携帯型の電子機器に搭載され、安定した周波数が得られない交流発電機からの電力であっても効率よく整流しコンデンサに充電することができる。このよう

に、本例の電力供給装置20においては、周波数に関係なく交流を効率良く整流することができ、また、スイッチングなどによる電力の損失も防止することができるので、入力端21に供給された交流電力を効率良くコンデンサ27および28に蓄積することができる。このような2つの交流成分の双方を別個に半波整流して個別のコンデンサに充電する整流方法を以下においてはW（ダブル）半波整流と呼ぶことにする。

【0035】本例の電力供給装置20においては、さらに、第2のコンデンサ28に充電された電力を第1のコンデンサ27に転送用コンデンサ29を介して転送できるようにしている。従って、第1および第2のコンデンサ27および28に充電された電力を出力端22から出力することができる。このため、本例の電力供給装置20を用いることにより、全波整流より大きな電力を高い効率で出力することが可能であり、発電装置1と組み合わせることにより給電効率の高い発電装置を提供することができる。また、本例の電力供給装置20は、入力された交流電力を効率良く出力端の処理装置6に提供できると共に、第1のコンデンサ27を充電し、発電装置1から電力が供給されないときは第1のコンデンサ27が放電した電力で処理装置を稼働させることができる。さらに、処理装置6で消費され、第1のコンデンサ27の電圧が低下したときは、転送用コンデンサ29を用いて第2のコンデンサ28の側からも処理装置6あるいは第1のコンデンサ27に電力を供給することも可能である。従って、回転体などを用いてユーザあるいは自然界の運動エネルギーを電気エネルギーに変換できる発電装置1を提供できる。さらに、本例の電力供給装置20および処理装置6を搭載することにより、いつでも何処でも機能を発揮できる携帯に適した電子機器10を提供することができる。

【0036】〔第2の実施の形態〕図4に、本発明に係る異なった電力供給装置20を搭載した電子機器10の概要を示してある。本例の電子機器10は、電力供給装置20の出力端22に、さらに大きな電力を蓄積できる大容量コンデンサ9を接続してあり、その出力電圧を電圧制御装置8によって昇圧あるいは降圧して処理回路6に供給できるようになっている。従って、出力端22の出力電圧V2が所定の値V0以上であれば、その電圧V0を電圧制御装置8で昇圧して稼働可能な電圧で処理装置6に供給することが可能であり、発電装置1の起電圧が低いときでも処理装置6をスタートできるようにしている。さらに、本例の電子機器10は、大容量コンデンサ9が未充電の際でも電圧制御装置8に所定の電圧を供給できるように大容量コンデンサ9と直列にスタートアップ用のダイオード7aと、このダイオード7aをバイパスするスイッチ7bが接続されている。このバイパススイッチ7bは大容量コンデンサ9の充電電圧と電圧制御装置8に入力される電圧を監視する制御回路7cによ

って制御されており、大容量コンデンサ9の充電電圧が所定の値に達するまではダイオード7aの順方向電圧によってスタート用の電圧V0を確保し、大容量コンデンサ9の充電電圧が高くなればダイオード7aをスイッチ7bによってバイパスしてダイオード7aの順方向電圧による損失なく充電された電力を処理装置6に供給できるようにしている。大容量コンデンサ9を充電しながら処理装置が起動するためのスタートアップシステムは、抵抗や容量などの回路素子を用いて構成することができる。

【0037】また、電圧制御装置8は、降圧機能も備えているので、大容量コンデンサ9が充電されて電圧が高くなれば、電圧制御装置8によって降圧して処理装置6に電力を供給し、大容量コンデンサ9の電力が無駄に消費されるのを防止できるようにしている。また、降圧することにより大容量コンデンサ9の充電電圧の上限を高くすることが可能であり、大容量コンデンサ9に蓄積可能な電力を増加することができる。

【0038】本例の電力供給装置20は、上記の例と同様に、第1の整流回路23と第2の整流回路24を備えており、第2のコンデンサ28に蓄積された電力を第1のコンデンサ27に転送するために転送用コンデンサ29を用いている。このため、上述した電力供給装置と共通する部分については同じ符号を付して説明を省略する。本例の接続回路30は、転送用コンデンサ29の接続を切り替えるスイッチSW11、SW12、SW21およびSW22に加え、第1のコンデンサ27および第2のコンデンサ28を出力端22に対し直列および並列に切り替えて接続するスイッチSW31を備えている。さらに、転送用コンデンサ29を切り替えるためのスイッチSW12およびSW22を同時にオンすることにより、第1および第2のコンデンサ27および28を出力端22に直列に接続できるようにしている。

【0039】本例の接続回路30は、第1および第2のコンデンサ27および28の接続切り替えを制御回路31から出力されたスタート信号φsによって行えるようになっている。このため、制御回路31には入力端21の入力電圧V1と、出力端22の出力電圧V2が入力されている。接続回路30は、スタート信号φsによってそれぞれのスイッチSW11～SW31に供給される信号を切り替える直並切替回路40を備えている。本例の直並切替回路40は、パルス信号φaをスイッチSW11およびSW12に制御信号φ1として供給するためのオアゲート41と、パルス信号φbをスイッチSW21の制御信号φ21として供給するためのアンドゲート42と、パルス信号φbをスイッチSW22の制御信号φ22として供給するためのオアゲート43と、スタート信号φsを反転してスイッチSW31の制御信号φ3として出力するためのインバータ44を備えている。これらのオアゲート41および43にはスタート信号φs

が入力されており、また、アンドゲート42には反転したスタート信号 $\phi_s$ が入力されている。従って、直並切替回路40からは、スタート信号 $\phi_s$ が高レベルのときは、高レベルの制御信号 $\phi_1$ および $\phi_{22}$ と、低レベルの制御信号 $\phi_{21}$ および $\phi_3$ が出力される。このため、第1および第2のコンデンサ27および28は出力端22に対し直列に接続され、入力端21に入力された電圧が2倍に昇圧されて出力端22から出力される。従って、本例の電力供給装置20は、スタート信号 $\phi_s$ が高レベルのときは昇圧整流を行って、その電力を出力端22から大容量コンデンサ9に供給することができる。

【0040】一方、スタート信号 $\phi_s$ が低レベルのときは、制御信号 $\phi_3$ が高レベルになるのでスイッチSW31がオンとなる。このため、第1および第2のコンデンサ27および28が出力端22に対し並列に接続される。さらに、制御信号 $\phi_1$ としてパルス信号 $\phi_a$ が出力され、制御信号 $\phi_{21}$ および $\phi_{22}$ としてパルス信号 $\phi_b$ が出力される。このため、上記の電力供給装置20と同様に第2のコンデンサ28から第1のコンデンサ27に電力が転送される。従って、本例の電力供給装置20においては、スタート信号 $\phi_s$ が低レベルのときはW半波整流を行って、その電力を出力端22から大容量コンデンサ8に供給することができる。

【0041】図5および図6に、W半波整流を行った場合の出力電力 $W_d$ と、昇圧整流を行った場合の出力電力 $W_u$ を出力端の電圧 $V_2$ に対して示してある。また、全波整流を行った場合の出力電力 $W_a$ と、半波整流を行った場合の出力電力 $W_h$ も合わせて示してある。図5は、発電装置1の動きの大きく電磁発電機12を駆動する回転角13の旋回角が大きな場合に得られる出力電力の変化を示し、図6は、発電装置1の動きの小さく回転角13の旋回角が小さな場合に得られる出力電力の変化を示してある。図5および図6から判るように、W半波整流によって得られる電力 $W_d$ は、全波整流によって得られる電力 $W_a$ および半波整流によって得られる電力 $W_h$ より全領域で大きくなっている。従って、本例の電力供給装置20を採用してW半波整流を行うことにより、発電装置1から供給された電力を効率良く整流し、大きな出力電力を得ることができる。

【0042】一方、昇圧整流によって得られる電力 $W_u$ と比較すると、動きの大きな場合および小さな場合において、所定の電圧を越えると昇圧整流を行った方が高い出力を得られることが判る。出力電力が大きくなると2次側の充電装置が充電されて出力電圧 $V_2$ が高くなるので、これに対してさらに電力を効率良く供給するためには整流後に得られる電圧が高い方が望ましいためである。すなわち、昇圧整流を行う場合は、整流回路内で直列に接続される個々のコンデンサの充電電圧が低くなるので充電効率が高くなり、出力電圧が高くなるとダイオードの順方向電圧による損失を差し引いても出力電力を

大きくできるからである。従って、本例においては、大容量コンデンサ9の充電電圧があるレベルを超えてさらに充電を行う場合は、電力供給装置20において昇圧整流を行うことが適していることが判る。

【0043】また、入力端21の入力電圧 $V_1$ が低い場合は、大容量コンデンサ9に直列に接続されているスタートアップ用のダイオード7aの順方向電圧を利用して処理装置6が起動するのに必要な電圧 $V_0$ 以上の電圧を電圧制御装置8に供給することができる。従って、電力供給装置20の側で電圧 $V_0$ 以上に昇圧して出力端22から供給することにより早期に処理装置6を起動できる。このため、本例の電力供給装置20においては、図7にフローチャートで示すように、入力電圧 $V_1$ が低いときは昇圧整流を行い、入力電圧 $V_1$ が高くなるとW半波整流に移行し、さらに、出力電圧 $V_2$ が高くなると再び昇圧整流に移行するようにしている。まず、ステップST11において、入力電圧 $V_1$ を第1の基準電圧 $V_{01}$ と比較する。この第1の基準電圧 $V_{01}$ は、出力電圧 $V_2$ として電圧制御装置8の最小電圧 $V_0$ を確保できる電圧である。従って、入力電圧 $V_1$ が第1の基準電圧 $V_{01}$ より低いときは、出力電圧を高くするためにステップST13に移行し、スタート信号 $\phi_s$ を高レベルにして昇圧整流を行う。一方、入力電圧 $V_1$ が第1の基準電圧 $V_{01}$ 以上の場合は、さらに、ステップST12において、出力電圧 $V_2$ を第2の基準電圧 $V_{02}$ と比較する。第2の基準電圧 $V_{02}$ は、図5および6で示したように、出力電圧 $V_2$ に対しより大きな出力電力 $W_2$ を出力するために整流方法をW半波整流から昇圧整流に切り替える基準電圧である。この基準電圧 $V_{02}$ は発電装置1の動きの大小によって最適な値は異なるが本例においては平均的な電圧をとって基準電圧 $V_{02}$ としている。ステップST12において、出力電圧 $V_2$ が基準電圧 $V_{02}$ 以上であれば、再びステップST13において昇圧整流を行う。また、入力電圧 $V_1$ が基準電圧 $V_{01}$ を超えており、出力電圧 $V_2$ が基準電圧 $V_{02}$ に達していなければ、ステップST14において、効率よく電力を整流して出力できるW半波整流を行う。このようなW半波整流を行うモード（モード1）と、昇圧整流を行うモード（モード2）を切り替える制御は、論理回路や、マイクロプログラムなどで制御されるマイクロプロセッサなどの制御機構を制御回路31に用意することにより実現できる。また、制御用のプログラムは、ROMなどの制御機構に読み取り可能な媒体に収納して提供することができる。さらに、基準電圧 $V_{01}$ あるいは $V_{02}$ の値は、ROMなどに設定されたデータを書き換えることで調整することが可能であり、電子機器の用途あるいは固体差などを加味して決定することができる。

【0044】図8に、本例の電力供給装置20の制御回路31から供給されるパルス信号と、これらのパルス信号から直並切替回路40によって生成される制御信号を

示してある。発電装置1が発電を開始した当初の時刻 $t_{11}$ においては、発電装置1から得られる入力電圧 $V_1$ は低い。このため、スタート信号 $\phi_s$ は高レベルとなっており、直並切替回路40からは高レベルの制御信号 $\phi_1$ および $\phi_{22}$ と、低レベルの制御信号 $\phi_{21}$ および $\phi_3$ が供給され、第1および第2のコンデンサ27および28が直列に接続される。従って、電力供給装置20は、昇圧整流を行う回路構成となり、入力電圧 $V_1$ が約2倍に昇圧されて出力される。このため、入力電圧 $V_1$ に対し高い出力電圧 $V_2$ を出力できるので、入力電圧 $V_1$ が低くても電圧制御装置8に対し高い電圧、例えば、基準電圧 $V_0$ を超える電圧を供給することが可能であり、処理装置6を稼働状態（即スタート状態）にすることができる。しかしながら、第1および第2のコンデンサ27および28が直列に接続された昇圧整流では、ダイオード25および26の双方の順方向電圧による損失が発生するので、整流効率は図13に基づき説明した従来の電圧制御装置と同程度になってしまう。

【0045】時刻 $t_{12}$ に、入力電圧 $V_1$ が基準電圧 $V_0$ を超えると、制御回路31から供給されるスタート信号 $\phi_s$ が低レベルになる。従って、制御信号 $\phi_3$ は高レベルになってスイッチSW31がオンする。これによって、第1のコンデンサ27が出力端22に対し並列に接続され、第2のコンデンサ28は、転送用コンデンサ29を介して電力を転送するW半波整流のモードに移行する。直並切替回路40からは、パルス信号 $\phi_a$ が制御信号 $\phi_1$ として出力され、パルス信号 $\phi_b$ が制御信号 $\phi_{21}$ および $\phi_{22}$ として出力される。従って、上記の図3に基づき説明したのと同じ手順で第2のコンデンサ28から転送用コンデンサ29を介して第1のコンデンサ27に電力が転送される。

【0046】W半波整流によって出力端22から大容量コンデンサ9に電力が供給されて充電が進むと時刻 $t_{13}$ に充電電圧が基準電圧 $V_0$ を超えるようになる。上述したように、本例の電力供給装置20は、この時点でスタート信号 $\phi_s$ を再び高レベルにして昇圧整流を開始する。これによって、大容量コンデンサ9の電圧に対し適当な出力電圧 $V_2$ を確保できるので、電圧の上昇した大容量コンデンサ9に対しさらに効率良く充電を行うことができる。

【0047】このように、本例の電力供給装置20においては、交流電力を整流して効率良く供給できるW半波整流に加え、W半波整流を行う第1および第2の整流回路23および24を用いて昇圧整流を行えるようにしている。W半波整流を行うと、図5および図6に示したように全波あるいは半波整流を行った場合よりも高い出力を得ることが可能である。特に、処理装置に給電する場合や、充電が進んでいない大容量コンデンサなどの充電装置に給電する場合においては、昇圧整流よりも大きな電力を供給することができる。さらに、本例の電力供給

装置20は、昇圧整流も可能なので、入力電圧が低いときは昇圧して出力電圧を確保し、また、出力電圧が高くなったときも昇圧整流に切り替えて、広い出力電圧範囲にわたって発電装置1から大きな電力を出力することができる。このため、上記の例と同様に、本例の電力供給装置20を介して発電装置1からの電力を供給することにより、効率よく給電できる発電装置を構成することが可能であり、また、処理装置6と共に搭載することにより、いつでも何処でも機能を発振できる携帯に適した電子機器10を提供することができる。

【0048】〔第3の実施の形態〕図9に、本発明に係る異なった電力供給装置20を搭載した電子機器10の概要を示してある。本例の電子機器10は、電力供給装置20の入力端21に図13に示した発電装置と同様の発電装置1が接続されており、出力端22に計時機能などを備えた処理装置6が接続されている。電力供給装置20は、第1の整流回路23と第2の整流回路24を備え、第1および第2のコンデンサ27および28にそれぞれの交流成分を蓄積可能となっており、上記の電力供給装置と同様にW半波整流を行えるようになっている。従って、上述した例の電力供給装置と共通する部分については、同じ符号を付して説明を省略する。

【0049】本例の電力供給装置20は、第1および第2のコンデンサ27および28に蓄積された電力を一方のコンデンサに転送する代わりに、出力端22を充電電圧の高くなったコンデンサの側に接続して、その電力を出力できるようにしている。このため、本例の電力供給装置20は、出力端22の接続を切り替える接続回路30を備えている。本例の接続回路30は、出力端22の接続を切り替える機能を備えており、そのためのスイッチSW11、SW12、SW21、SW22としては、図1あるいは図4に基づき説明した、それぞれのコンデンサ27あるいは28に転送用コンデンサを切り替えて接続するスイッチの配置をそのまま使用することができる。また、本例の電力供給装置20は、第1および第2のコンデンサ27および28を出力端22に対し直列に接続して昇圧整流が可能なのにも構成されており、そのために図4で説明したものと同様のスイッチSW31が配置されている。

【0050】これらのスイッチSW11～SW31を制御するために、本例の接続回路30は、幾つかのパルス信号を出力する制御回路31と、第1のコンデンサの充電電圧 $V_{s1}$ と第2のコンデンサの充電電圧 $V_{s2}$ を比較する比較回路33と、出力端22の接続を切り替える接続切替回路32と、さらに、第1および第2のコンデンサ27および28の直列および並列の接続切替を行う直並切替回路40を備えている。本例の制御回路31には、入力電圧 $V_1$ が入力されており、この値に基づき、図7に示したようなロジックで第1および第2のコンデンサ27および28の接続を制御するスタート信号 $\phi_s$

が出力される。さらに制御回路 31 からは、サンプリングのタイミングを指示する第 1 のクロック信号  $\phi c1$  と、この第 1 のクロック信号  $\phi c1$  の組み合わせでスイッチの操作用の制御信号を生成するための第 2 のクロック信号  $\phi c2$  が出力され、比較回路 33 および接続切替回路 32 に供給されている。

【0051】本例の比較回路 33 は、図 1 に基づき説明した回路と同様であり、第 1 のコンデンサ 27 の充電電圧  $Vs1$  を、抵抗分割して求められた第 2 のコンデンサ 28 の充電電圧  $Vs2$  と比較し、その結果が、コンパレータ 34 の出力信号  $\phi v$  として得られるようになっている。本例の比較回路 33 においては、コンパレータ 34 の作動電源が出力端 22 と同じポイントから、すなわち、第 1 または第 2 のコンデンサ 27 または 28 の出力側から得られており、安定した電源でコンパレータ 34 が作動するようになっている。

【0052】接続切替回路 32 は、コンパレータ出力信号  $\phi v$  をラッチし、その結果に基づき第 1 および第 2 のクロック信号  $\phi c1$  および  $\phi c2$  を組み合わせで出力端 22 の接続方法を切り替えられる信号  $\phi 1'$  および  $\phi 2'$  を生成できるようになっている。このため、2 つの D-FF 35a および 35b が用いられている。D-FF 35a には、コンパレータ出力信号  $\phi v$  がデータ入力 D に接続され、第 1 のクロック信号  $\phi c1$  がクロック入力 CL に接続されている。従って、クロック信号  $\phi c1$  のタイミングで出力信号  $\phi v$  の結果がラッチされて非反転出力 Q および反転出力 Q (バー) から出力される。第 2 の D-FF 35b には、第 1 の D-FF 35a の非反転出力 Q がデータ入力 D に接続され、さらに、第 2 のクロック信号  $\phi c2$  がクロック入力 CL に接続されている。第 2 のクロック信号  $\phi c2$  は第 1 のクロック信号  $\phi c1$  よりタイミングが遅れた信号であり、第 2 の D-FF 35b の非反転出力 Q および反転出力 Q (バー) からは第 1 の D-FF 35a の出力と同じ出力が遅延して出力される。

【0053】本例の接続切替回路 32 は、さらに、第 1 および第 2 の D-FF 35a および 35b の非反転出力 Q のアンドをとって接続切替用の信号  $\phi 2'$  を出力するアンドゲート 38b と、第 1 および第 2 の D-FF 35a および 35b の反転出力 Q (バー) のアンドをとって接続切替用の信号  $\phi 1'$  を出力するアンドゲート 38a を備えている。コンパレータ出力信号  $\phi v$  は、第 2 のコンデンサの充電電圧  $Vs2$  が第 1 のコンデンサの充電電圧  $Vs1$  より高くなったときに高レベルになる。このため、本例の接続切替回路 32 からは、充電電圧  $Vs2$  が充電電圧  $Vs1$  より高くなると、クロック信号  $\phi c1$  のタイミングで信号  $\phi 1'$  が低レベルになり、次にクロック信号  $\phi c2$  のタイミングで信号  $\phi 2'$  が高レベルになる。また、充電電圧  $Vs1$  が充電電圧  $Vs2$  より高くなると、逆に、クロック信号  $\phi c1$  のタイミングで信号  $\phi$

2' が低レベルになり、次にクロック信号  $\phi c2$  のタイミングで信号  $\phi 1'$  が高レベルになる。従って、先に図 1 または図 4 で説明した切替用のパルス信号  $\phi a$  および  $\phi b$  に対応した信号を比較結果である信号  $\phi v$  によって得ることができる。

【0054】本例の直並切替回路 40 は、図 4 に示した回路と同一の構成が採用されており、信号  $\phi 1'$  をスイッチ SW11 および SW12 に制御信号  $\phi 1$  として供給するためのオアゲート 41 と、信号  $\phi 2'$  をスイッチ SW21 の制御信号  $\phi 21$  として供給するためのアンドゲート 42 と、信号  $\phi 2'$  をスイッチ SW22 の制御信号  $\phi 22$  として供給するためのオアゲート 43 と、さらに、スタート信号  $\phi s$  を反転してスイッチ SW31 の制御信号  $\phi 3$  として出力するためのインバータ 44 を備えている。これらのオアゲート 41 および 43 にスタート信号  $\phi s$  が入力されており、また、アンドゲート 42 には反転したスタート信号  $\phi s$  が入力されているのも同様である。従って、本例の直並切替回路 40 からは、スタート信号  $\phi s$  によって上述した例と同じ過程で制御信号がそれぞれ出力される。

【0055】図 10 に、本例の電力供給装置 20 におけるそれぞれの制御信号の様子をタイミングチャートを用いて示してある。まず、時刻  $t21$  においては、入力電圧  $V1$  が低く、いずれのコンデンサ 27 および 28 にも十分な電力が蓄えられていない。従って、発電装置 1 が発電するとすぐに処理装置 6 が稼働を開始できるような即スタートモードになっており、スタート信号  $\phi s$  が高レベルになっている。このため、直並切替回路 40 から高レベルの制御信号  $\phi 1$  および  $\phi 22$  と、低レベルの制御信号  $\phi 21$  および  $\phi 3$  が出力され、コンデンサ 27 および 28 が直列に接続されて昇圧整流が行われる。従って、出力電圧  $V2$  としては充電電圧  $Vs1$  および  $Vs2$  の和が得られ、処理装置 6 を稼働するために必要な電圧を確保することができる。

【0056】時刻  $t22$  に、発電装置 1 の起電圧が上昇して入力電圧  $V1$  が基準電圧  $V01$  を越えると、即スタートモードが解除され、スタート信号  $\phi s$  が低レベルになる。これによって、制御信号  $\phi 3$  が低レベルになってスイッチ SW31 がオンし、W 半波整流がスタートする。この段階では、第 1 および第 2 のコンデンサ 27 および 28 の充電電圧  $Vs1$  および  $Vs2$  がほぼ等しくなっている。従って、本例においては、充電電圧  $Vs2$  を求めるために抵抗分割する R1 および R2 の比率に差を持たせ、充電電圧  $Vs2$  にバイアスを設け、時刻  $t22$  以前のサンプリング時におけるコンパレータ出力  $\phi v$  を低レベルとしている。このため、時刻  $t22$  においては、信号  $\phi 1'$  が高レベル、 $\phi 2'$  が低レベルとなっている。これにより、制御信号  $\phi 1$  が高レベル、制御信号  $\phi 21$  および  $\phi 22$  が低レベルとなり、スイッチ SW11 および SW12 がオンし、スイッチ SW21 および S

W22がオフとなる。従って、出力端22は第1のコンデンサ27の側に接続され、第1のコンデンサ27を介して電力が出力される。一方、第2のコンデンサ28は、出力端22から切り離されるので、一方の交流成分が半波整流された電力で充電され、充電電力 $V_{s2}$ が上昇する。

【0057】時刻 $t_{23}$ にサンプリング用のクロック信号 $\phi_c1$ が高レベルになると、比較回路33によって充電電圧 $V_{s1}$ と $V_{s2}$ が比較される。第2のコンデンサ28の充電電圧 $V_{s2}$ が第1のコンデンサ27の充電電圧 $V_{s1}$ より大きくなっていると、コンパレータ出力 $\phi_v$ は高レベルになる。従って、DFF35aがクロック信号 $\phi_c1$ の立ち下がり(時刻 $t_{24}$ )でこれをラッチし、出力Qおよび $\bar{Q}$ (バー)が反転する。これにより、信号 $\phi_1'$ が低レベルになり、直並切替回路40から出力される制御信号 $\phi_1$ が低レベルになる。従って、出力端22が第1および第2のコンデンサ27および28の両方から切り離された状態になる。

【0058】時刻 $t_{25}$ に第2のクロック信号 $\phi_c2$ がオンになると、その立ち下がりによってDFF35bが前段のDFF35aの出力がラッチされる。この結果、信号 $\phi_2'$ が高レベルになり、直並切替回路40を通して高レベルの制御信号 $\phi_2$ および $\phi_2'$ が出力される。従って、スイッチSW21およびSW22がオンになり、出力端22は第2のコンデンサ28の側に接続される。従って、出力端22からは第2のコンデンサ28を介して電力が供給される。第1のコンデンサ27は出力端22から切り離されるので、一方の交流成分を半波整流した電力によって充電され、充電電力 $V_{s1}$ が上昇する。次のサンプリングのタイミングの時刻 $t_{26}$ には、充電電圧 $V_{s1}$ と $V_{s2}$ との大小関係が代わっていないので、コンパレータ出力 $\phi_v$ は高レベルとなり、これをラッチして上記と同様の制御信号 $\phi_1$ および $\phi_2$ 、 $\phi_2'$ が継続して出力される。

【0059】時刻 $t_{27}$ の次のサンプリングタイミングにおいて、第1のコンデンサ27の充電電圧 $V_{s1}$ が第2のコンデンサ28の充電電圧 $V_{s2}$ 以上になっていると、コンパレータ出力 $\phi_v$ は、低レベルのままとなる。従って、時刻 $t_{28}$ にDFF35aがコンパレータ出力 $\phi_v$ をラッチして出力Qおよび $\bar{Q}$ (バー)が反転する。このため、制御信号 $\phi_2$ および $\phi_2'$ は低レベルになり、スイッチSW21およびSW22がオフとなって出力端22は第2のコンデンサ28から切り離される。そして、時刻 $t_{29}$ に、第2のクロック信号 $\phi_c2$ が高レベルになるとこれによってDFF35bが前段のDFF35aの出力をラッチし、出力Qおよび $\bar{Q}$ (バー)が反転する。このため、制御信号 $\phi_1$ が高レベルになり、スイッチSW11およびSW12がオンとなって出力端22は充電電圧 $V_{s1}$ が上昇した第1のコンデンサ27の側に接続される。

【0060】このようにして、本例の電力供給装置20においては、それぞれに半波整流された電力が充電されている第1および第2のコンデンサ27および28の電圧の高い方に出力端22を切り替えて接続し、それぞれのコンデンサ27および28に蓄電された電力を出力端22から処理装置6に供給できるようにしている。また、図10に示したタイミングチャートでも判るように、充電電圧の高くなったコンデンサの側から充電電圧の低いコンデンサに向かって電流が流れてしまわないように、出力端22を各コンデンサ27および28からいったん切り離してから他方のコンデンサに接続するようにしている。従って、この間に継続して処理装置6に電力を供給できるように出力端22に補助コンデンサ49を並列に接続し、この補助コンデンサ49から処理装置6に電力を供給できるようにしている。また、この補助コンデンサ49に電荷が一時的に蓄えられるので、電圧が低下したコンデンサから電圧の高いコンデンサに切り替えられる際の電圧差を緩和する能力も備えている。さらに、本例の電力供給装置20においては、出力端22に直列に抵抗48を接続してあり、これによっても電圧の急激な変動を緩和し、安定した電力を処理装置6に給電できるようにしている。また、本例の電力供給装置20においては、第1および第2のコンデンサ27および28は回路的に等価であり、それぞれの容量を大きくし、電力供給装置20のトータルの充電容量を大きくすることも可能である。もちろん、いずれか一方のコンデンサの容量を小さくしておくことも可能である。

【0061】このように、本例の電力供給装置20は、上述した電力供給装置と同様にW半波整流が可能であり、各コンデンサ27および28にはダイオードの順方向電圧による損失が少ない電力が充電されるので整流効率を高くできる。そして、それぞれのコンデンサ27および28に交流の各成分の電力が充電され、その電力を出力端22から処理装置6に供給することができるので、全波整流より高い電力を出力することが可能になる。このため、本例の電力供給装置20を用いることにより、上記の例と同様に給電効率の高い発電装置を提供することができ、また、生活のエネルギーや自然エネルギーを効率良く電力に変換していつでも何処でも機能を発揮できる電子機器を提供することができる。

【0062】〔第4の実施の形態〕図11に、本発明に係る異なった電力供給装置20を搭載した電子機器10の概要を示してある。本例の電子機器10も電力供給装置20の入力端21に図13に示した発電装置と同様の発電装置1が接続されており、出力端22に計時機能などを備えた処理装置6が接続されている。また、本例の電力供給装置20も第1の整流回路23と第2の整流回路24を備えており、第1および第2のコンデンサ27および28にそれぞれの交流成分を蓄積可能となっている。従って、上記の電力供給装置と同様にW半波整流を

行うことができる。なお、上述した例の電力供給装置などと共通する部分については、同じ符号を付して説明を省略する。

【0063】本例の電力供給装置20は、第1のコンデンサ27に出力端22が接続されており、第1のコンデンサ27に対し第2のコンデンサ28を並列に置いて第2のコンデンサ28に充電された電力を第1のコンデンサ27に転送できるようにしている。このため、本例の電力供給装置20は、第2のコンデンサ28を第2の整流回路24から切り離し、第1のコンデンサ27と並列に接続可能な接続回路30を備えている。本例の接続回路30は、上述した例の接続回路とほぼ同様であり、第2のコンデンサ28を第1のコンデンサ27の側に接続するためのスイッチSW11およびSW12と、第2のコンデンサ28を第2の整流回路24に接続するためのスイッチSW21およびSW22と、これらのスイッチを制御するためのクロック信号を出力する制御回路31と、スイッチを制御するための制御信号φ1およびφ2を生成する接続切替回路32と、第1および第2のコンデンサ27および28の充電電圧 $V_{s1}$ および $V_{s2}$ を比較する比較回路33を備えている。比較回路33の構成は、上述した例と同様であり、比較した結果はコンパレータ出力φvで接続切替回路32に供給される。

【0064】本例の接続切替回路32は、コンパレータ出力φvをクロック信号φc1でラッチし、リセット入力に接続されている第2のクロック信号φc2でリセットされるまで出力信号QおよびQ（バー）を出力するD-FF35によって構成されている。そして、D-FF35の非反転出力Qが制御信号φ1としてスイッチSW11およびSW12に供給されており、反転出力Q（バー）が制御信号φ2としてスイッチSW21およびSW22に供給されている。従って、図12にタイミングチャートを用いて示すように、時刻t31にクロック信号φc1でサンプリングされたときに、第2のコンデンサ28の充電電圧 $V_{s2}$ が第1のコンデンサ27の充電電圧 $V_{s1}$ よりも高くなっていれば、高レベルのコンパレータ出力φvが出力される。これにより、時刻t32にクロック信号φc1の立ち下がりによってD-FF35が信号φvがラッチされ、高レベルの制御信号φ1と低レベルの制御信号φ2が出力される。このため、スイッチSW11およびSW12がオンし、SW21およびSW22がオフする。従って、第2のコンデンサ28が第1のコンデンサ27に並列に接続される。このとき、第2のコンデンサ28の充電電圧 $V_{s2}$ の方が第1のコンデンサ27の充電電圧 $V_{s1}$ より高くなっているため第2のコンデンサ28から第1のコンデンサ27の側に電荷が転送される。時刻t33に第2のクロック信号φc2が入力されて立ち下がると、D-FF35はリセットされ、制御信号φ1は低レベルに、また、制御信号φ2は高レベルになる。従って、第2のコンデンサ28は第2の整

流回路24の側に接続され、W半波整流が開始される。このように本例の電力供給装置20においても、上述した例と同様にダイオードによる順方向電圧の損失の影響を低減することが可能であり、高い整流効率で交流電力を第1および第2のコンデンサ27および28に蓄えることができる。そして、それぞれのコンデンサ27および28に蓄えられた電力を上述したように第1のコンデンサ27に転送することにより出力端22から処理装置6に供給することができる。

【0065】本例の電力供給装置20においては、第2のコンデンサ28自体を整流回路から切り離して第1のコンデンサ27と接続できるようにしてあるので、転送用のコンデンサは不要である。また、出力端22は第1のコンデンサ27に接続されたままにしてあるので出力端22の側にも補助コンデンサを設ける必要がない。従って、簡易で安価な構成でW半波整流が可能であり、それぞれのコンデンサ27および28に充電された電力を出力端22から処理装置6に供給できる小型の電子機器10を実現することができる。しかしながら、本例の電力供給装置20においては、第2のコンデンサ28を直に回路切替して第1のコンデンサの側に接続している。従って、第2のコンデンサ28が第1のコンデンサ27に充電している間は、第2の整流回路24で整流された電力を蓄えることができず、出力電力は若干低下する。このため、本例の電力供給装置20においては、第2のクロックφc2によって強制的に第2のコンデンサ28の接続を第2の整流回路24の側に戻し、整流された電力を第2のコンデンサ28で蓄えられるようにしている。従って、第2のコンデンサ28から第1のコンデンサ27へは短時間に電荷を転送することが望ましく、そのためには、第2のコンデンサの充電電圧 $V_{s2}$ を第1のコンデンサの充電電圧 $V_{s1}$ に対し十分高くしておくことが望ましい。そこで、本例の電力供給装置20においては、第2のコンデンサ28の容量を第1のコンデンサ27に対し十分に小さくし、電力の転送速度を速くできるようにしている。また、第1のコンデンサ27が本例の電力供給装置20においてはメインのコンデンサになるので処理装置6に対し継続して電力を供給するために十分な容量を備えていることが望ましい。

【0066】以上に説明したように、本発明の電力供給装置は、圧電素子を用いた振動型の発電装置や、図13に示したロータおよびステータを備えた回転型の電磁式の発電装置などから供給された交流電力を効率良く整流することが可能であり、さらに、交流電力の双方の成分を整流して出力することが可能である。従って、発電装置が発電した電力を少ない損失で処理装置や大容量コンデンサなどの充電装置に供給することができる。このため、処理装置と共に本発明の電力供給装置あるいは発電装置を搭載することにより、ユーザの動きなどを捉えて発電を行い安定した起電力が得られない電子機器におい

ても、発電装置から供給された電力を有効に活用することができる。従って、電池なしで様々な環境下において長時間、継続して処理装置を稼働させることが可能な電子機器を提供することができる。本発明の電子機器は、上記で説明した腕時計装置に限定されることなく、その他の携帯型、あるいは車両搭載型などの電子機器として利用でき、何時でも何処でも処理装置の機能を発揮できる電子機器を実現することができる。例えば、本発明は上記の例で説明した時計機能を備えた電子機器に加え、ページャー、電話機、無線機、補聴器、万歩計、電卓、電子手帳などの情報端末、ICカード、ラジオ受信機などの電力を消費して動作する様々な処理装置と共に搭載し電子機器を構成することが可能である。

【0067】なお、本発明が上述した幾つかの回路例に限定されないことはもちろんである。例えば、それぞれの例で説明した接続回路は、その他の例においても適用することができ、電力供給装置が搭載される電子機器の用途や目的、あるいは処理装置の機能などに応じて適宜に組み合わせることが可能である。さらに、同等の機能を有する他の回路あるいはプログラム制御などを採用することももちろん可能である。また、各スイッチとしてバイポーラあるいはユニポーラのトランジスタスイッチを用いることも可能であり、電力供給装置をIC化して提供したり、あるいは処理装置と共に同一の半導体基板上に搭載するなど様々なバリエーションが可能である。

【0068】

【発明の効果】以上に説明したように、本発明の電力供給装置は、交流電力のそれぞれの成分を半波整流していったんコンデンサなどの蓄電手段に充電し、転送用のコンデンサを用いたり、あるいは、コンデンサを直接に接続することにより一方の蓄電手段に電力を蓄めて蓄電手段の電力を出力端から出力できるようにしている。あるいは、出力端の接続をそれぞれの蓄電手段に切り替えて電力を出力できるようにしている。従って、ダイオードの順方向電圧 $V_f$ による損失は半波整流程度に低減することができ、高い整流効率が得られる。これと共に、全波整流と同様に双方の交流成分を整流して出力することができる。このため、本発明により、整流効率が高く、全波整流以上の電力を出力可能な電力供給装置を提供することができる。従って、本発明の電力供給装置を用いて腕時計装置などに内蔵される小型の発電装置からの電力を効率良く充電装置に充電でき、また、処理装置に供給することができる。さらに、本発明の発電装置を処理装置や充電装置と共に搭載することにより、様々な環境下で継続して処理装置を稼働できる携帯型に適した電子機器を提供することができ、電池の有無などに係らず、何時でも、どこでも処理装置の機能を十分に発揮させる電子機器を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態に係る電力供給装置

を備えた電子機器の概略構成を示す図である。

【図2】図1に示す電力供給装置の制御方法を示すフローチャートである。

【図3】図1に示す電力供給装置を構成するスイッチを操作する制御信号などを示すタイミングチャートである。

【図4】本発明の第2の実施の形態に係る電力供給装置を備えた電子機器の概略構成を示す図である。

【図5】図4に示す電力供給装置から出力可能な電力を出力電圧に対して示すグラフであり、他の整流方法と共に示してある。

【図6】図4に示す電力供給装置から出力可能な電力を出力電圧に対して示すグラフであり、発電装置の回転角の巡回角が小さなきに出力可能な電力を示す図である。

【図7】図4に示す電力供給装置の制御方法を示すフローチャートである。

【図8】図4に示す電力供給装置を構成するスイッチを操作する制御信号などを示すタイミングチャートである。

【図9】本発明の第3の実施の形態に係る電力供給装置を備えた電子機器の概略構成を示す図である。

【図10】図9に示す電力供給装置を構成するスイッチを操作する制御信号などを示すタイミングチャートである。

【図11】本発明の第4の実施の形態に係る電力供給装置を備えた電子機器の概略構成を示す図である。

【図12】図11に示す電力供給装置を構成するスイッチを操作する制御信号などを示すタイミングチャートである。

【図13】従来の発電装置を備えた腕時計装置の概略構成を示す図であり、ロータおよびステータを備えた電磁式の回転型の発電装置を備えたものを示す図である。

【図14】ダイオードの順方向電圧の特性を示すグラフである。

【符号の説明】

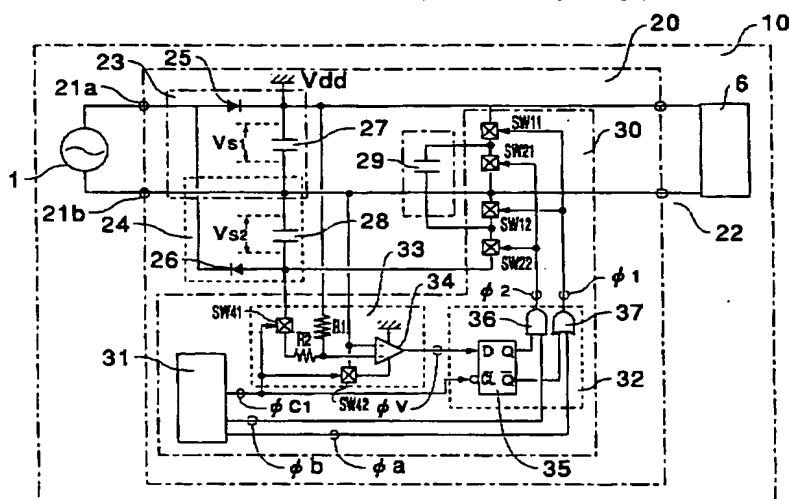
- 1・・・発電装置
- 5・・・大容量コンデンサ
- 6・・・処理装置
- 7a・・・スタートアップ用ダイオード
- 7b・・・バイパススイッチ
- 7c・・・スタートアップ用の制御回路
- 10・・・携帯用電子機器
- 12・・・電磁発電機
- 13・・・回転経
- 20・・・電力供給装置
- 21・・・入力端
- 22・・・出力端
- 23・・・第1の整流回路
- 24・・・第2の整流回路



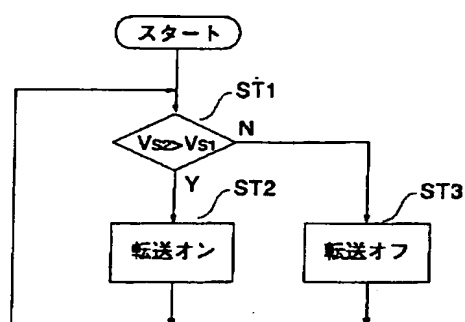
25・・・第1のダイオード  
 26・・・第2のダイオード  
 27・・・第1のコンデンサ  
 28・・・第2のコンデンサ  
 29・・・転送用コンデンサ  
 30・・・接続回路  
 31・・・制御回路  
 32・・・接続切替回路

33・・・比較回路  
 34・・・コンパレータ  
 35・・・フリップフロップ  
 40・・・直並切替回路  
 SW11、SW12、SW21、SW22、SW31・  
 ・コンデンサの接続切り替え用スイッチ  
 Vs1、Vs2・・・コンデンサの充電電圧  
 R1、R2・・・充電電圧検出用の抵抗

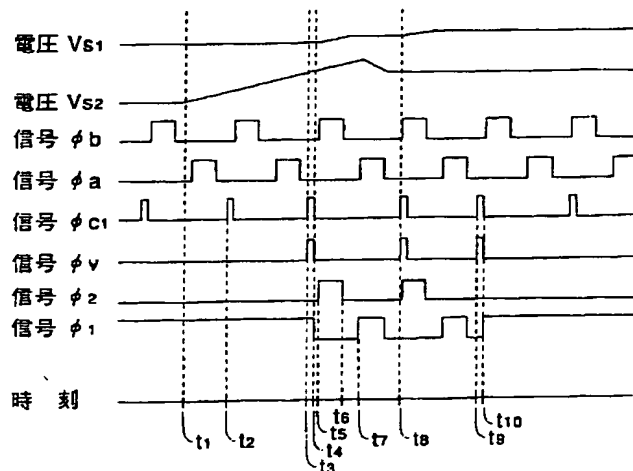
【図1】



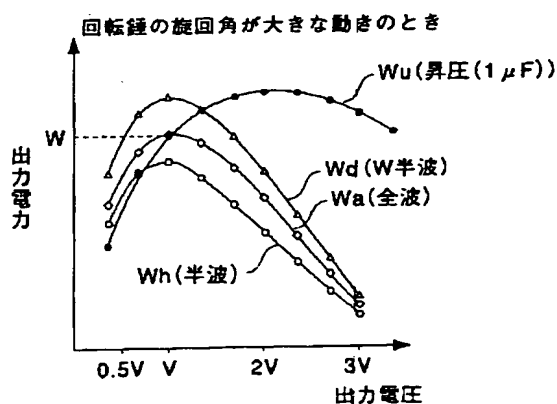
【図2】



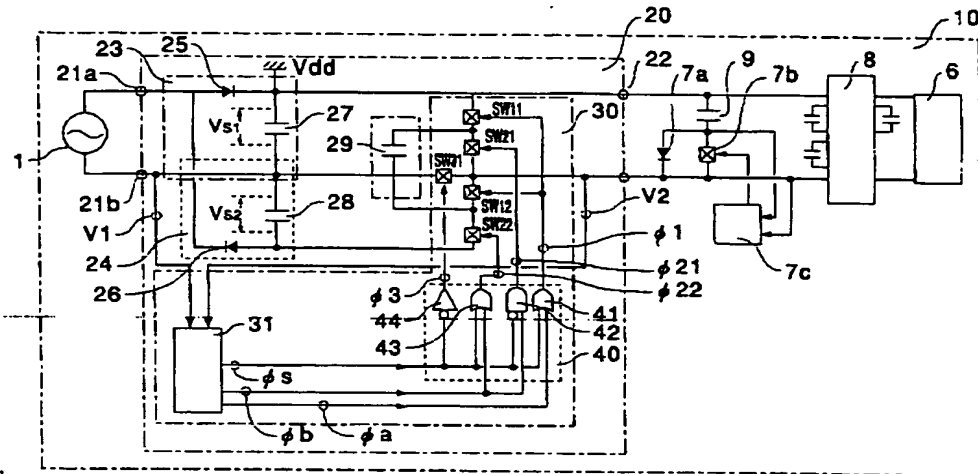
【図3】



【図5】

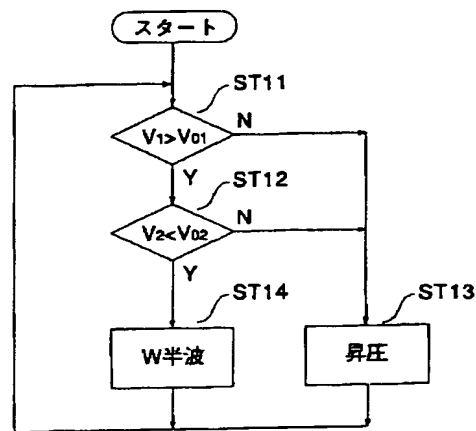
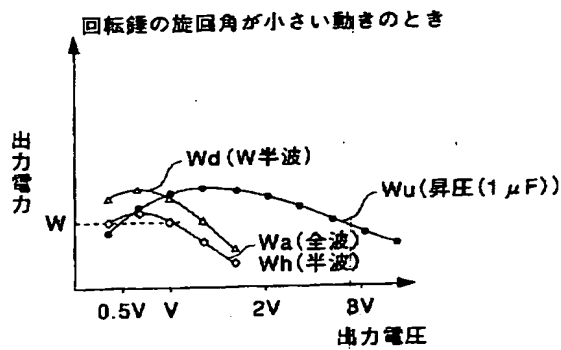


【図4】



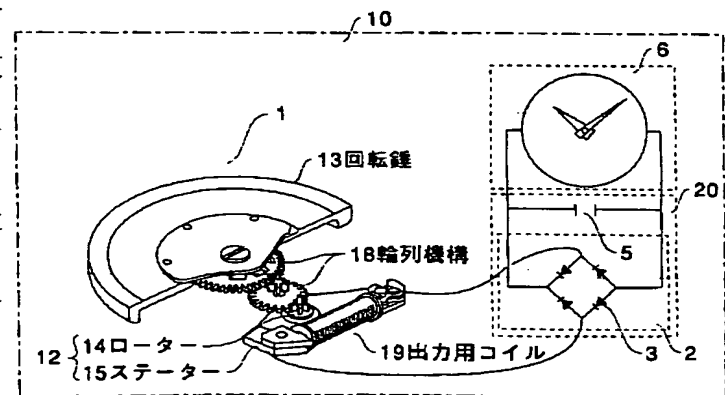
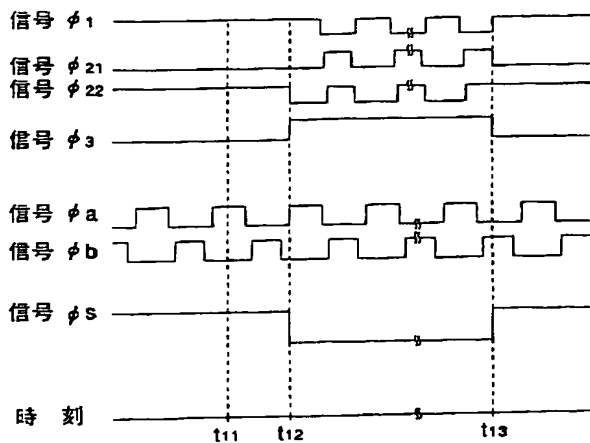
【図6】

【図7】



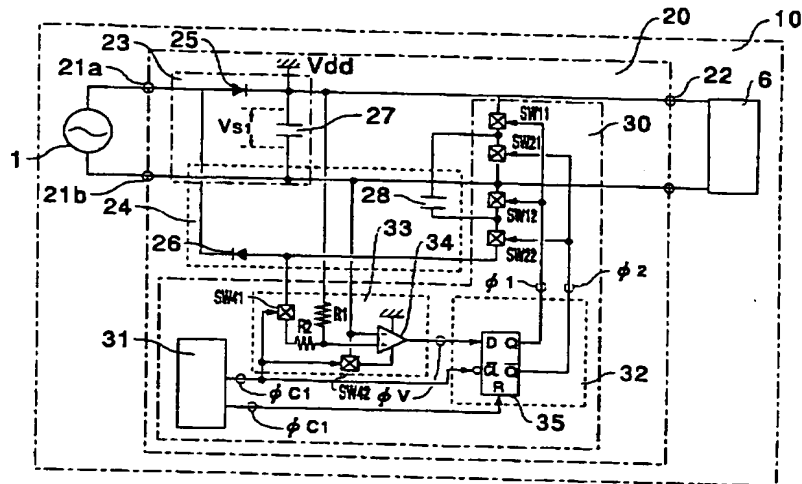
【図8】

【図13】





【図 11】



【図 14】

